

# 公告本

## 新型專利說明書

579160

91219346  
(填寫本書件時請先行詳閱申請書後之申請須知，作※記號部分請勿填寫)

※申請案號：91219346 ※IPC 分類：H04B 7/04, 7/216

※申請日期：91.11.29

### 壹、新型名稱

(中文) 多輸入多輸出之使用者設備

(英文) MULTIPLE INPUT MULTIPLE OUTPUT USER EQUIPMENT

### 貳、創作人 (共 1 人)

創作人 1 (如創作人超過一人，請填說明書創作人續頁)

姓名：(中文) 雅瑞拉 柴拉

(英文) ARIELA ZEIRA

住居所地址：(中文) 美國紐約州杭廷頓市西頸路 239 號

(英文) 239 WEST NECK ROAD, HUNTINGTON, NY 11743,

U.S.A.

國籍：(中文) 美國

(英文) U.S.A.

### 參、申請人 (共 1 人)

申請人 1 (如申請人超過一人，請填說明書申請人續頁)

姓名或名稱：(中文) 美商數位際技術公司

(英文) INTERDIGITAL TECHNOLOGY CORPORATION

住居所或營業所地址：(中文) 美國德來懷州威明頓市德拉瓦大道 300 號

(英文) 300 DELAWARE AVENUE, SUITE 527,

WILMINGTON, DE 19801, U.S.A.

國籍：(中文) 美國

(英文) U.S.A.

代表人：(中文) 唐納德 M. 伯利斯

(英文) DONALD M. BOLES

## 柒、聲明事項

☐ 本案係符合專利法第九十八條第一項☐第一款但書或☐第二款但書規定之期間，其日期為：\_\_\_\_\_

☒ 本案已向下列國家（地區）申請專利，申請日期及案號資料如下：

【格式請依：申請國家（地區）；申請日期；申請案號 順序註記】

1. 美國；2001 年 11 月 29 日；60/334,246

2. \_\_\_\_\_

3. \_\_\_\_\_

☒ 主張專利法第一〇五條準用第二十四條第一項優先權：

【格式請依：受理國家（地區）；日期；案號 順序註記】

1. 美國；2001 年 11 月 29 日；60/334,246

2. \_\_\_\_\_

3. \_\_\_\_\_

4. \_\_\_\_\_

5. \_\_\_\_\_

6. \_\_\_\_\_

7. \_\_\_\_\_

8. \_\_\_\_\_

9. \_\_\_\_\_

10. \_\_\_\_\_

☐ 主張專利法第一〇五條準用第二十五條之一第一項優先權：

【格式請依：申請日；申請案號 順序註記】

1. \_\_\_\_\_

2. \_\_\_\_\_

3. \_\_\_\_\_

#### 肆、中文新型摘要

本創作揭示一種使用者設備，其中資料從複數個發射天線發送並由複數個之接收天線接收。在該使用者設備中，每一天線接收一信號。所接收到的該等信號係由每一發射天線所發送的信號所組成。將所接收到的每一天線信號進行取樣，以產生一組合接收信號。估測一總頻道回應，其包括每一發射及接收天線組合的一個頻道回應。將該組合接收信號及該總頻道回應加以處理，以產生一展開資料向量。將該展開資料向量進行解拓(despread)以還原該傳輸資料。

#### 伍、英文新型摘要

Data is transmitted from a plurality of transmitting antennas and is received by a plurality of receiving antennas at a user equipment. At the user equipment, a signal is received at each antenna. The received signals comprise signals transmitted by each transmitting antenna. Each received antennal signal is sampled to produce a combined received signal. An overall channel response is estimated comprising a channel response for each transmitting and receiving antenna combination. The combined received signal and the overall channel response are processed to produce a spread data vector. The spread data vector is despread to recover the transmitted data.

陸、(一)、本案指定代表圖為：第 2 圖

(二)、本代表圖之元件代表符號簡單說明：

34 <sub>I</sub>	天線
：	：
34 <sub>M</sub>	天線
32 <sub>I</sub>	調變器
：	：
32 <sub>M</sub>	調變器
30 <sub>I</sub>	混合器
：	：
30 <sub>M</sub>	混合器
28 <sub>I</sub>	散布裝置
：	：
28 <sub>Q</sub>	散布裝置
36 <sub>I</sub>	接收天線
：	：
36 <sub>N</sub>	接收天線
38 <sub>I</sub>	解調器
：	：
38 <sub>N</sub>	解調器
40 <sub>I</sub>	取樣裝置
：	：
40 <sub>N</sub>	取樣裝置
42	頻道估測裝置
44	頻道估測裝置
46	展開向量重新命令裝置
48	解拓裝置
50	解拓資料流解碼器

(1)

**捌、新型說明**

(新型說明應敘明：新型所屬之技術領域、先前技術、內容、實施方式及圖式簡單說明)

**技術領域**

本創作一般係關於無線通訊系統。具體而言，本創作係關於使用天線陣列來傳輸信號。

**先前技術**

圖 1 說明多輸入多輸出 (multiple input multiple output ; MIMO) 系統。使用多重發射天線  $12_1$  至  $12_M$  (12) 及多重接收天線  $16_1$  至  $16_N$  (16) 來傳輸通訊。每一根天線 12、16 與其他的天線 12、16 係在空間上分離。一發射器 10 使用其天線陣列 12 將一訊息通過一無線空中介面 18 傳輸至一接收器 18。接收器 18 用其天線陣列 16 接收該訊息。使用多重發射天線 12 與多重接收天線 16，即稱作多輸入多輸出 (MIMO) 處理。

通常，MIMO 處理在基地台發射器及使用者設備接收器處均使用多重天線。基地台天線陣列的運用已在無線通訊系統中普遍使用，而基地台及使用者設備陣列的同時運用，藉由打開多重信號維數，可使容量及資料傳輸速率顯著增加。

可用的 MIMO 演算法可定址一單路徑衰減頻道。然而，無線通訊系統的特徵在於多路徑衰減頻道。而用於單路徑衰減頻道的演算法通常在多路徑中表現出嚴重的退化。

因此，需要另外的 MIMO 系統。

**創作內容**

本創作揭示一種使用者設備，其中資料從複數個發射天線發送並由複數個之接收天線接收。在該使用者設備中，每一根天線接收一信號。所接收到的該等信號係由每一發射

(2)

天線發送的信號所組成。將所接收到的每一根天線信號進行取樣，以產生一組合接收信號。估測總頻道回應，其包括每一發射及接收天線組合的一個頻道回應。將該組合接收信號及該總頻道回應加以處理以產生一展開資料向量。將該展開資料向量進行解拓以還原該傳輸資料。

#### 圖式簡單說明

圖 1 係使用多重天線的一發射器及一接收器。

圖 2 係一較佳 MIMO 發射器及接收器之簡化方塊圖。

圖 3A 係一 MIMO 頻道等化裝置之具體實施例。

圖 3B 係 MIMO 頻道等化的一項具體實施例之流程圖。

圖 4A 係一 MIMO 頻道等化裝置之另一項具體實施例。

圖 4B 係 MIMO 頻道等化的另一項具體實施例之流程圖。

#### 實施方式

圖 2 係一多輸入多輸出 (MIMO) 發射器及接收器系統之簡化方塊圖。發射器 20 可用於一使用者設備及一基地台，且接收器 22 也可用於一基地台及一使用者設備。如圖 2 所示，該 MIMO 系統最好係使用一分碼多向近接 (code division multiple access; CDMA) 空中介面，如一分頻雙工 (frequency division duplex; FDD)/CDMA、分時雙工 (time division duplex; TDD)/CDMA 或分時同步分碼多向近接 (time division synchronous code division multiple access; TD-SCDMA) 空中介面，但也可使用其他的空中介面。

一資料向量  $\underline{d}$  係藉由發射器 20 通過無線空中介面傳輸。在天線陣列中發射器 20 有  $M$  個天線  $34_1$  至  $34_M$  (34)。如果未

(3)

使用傳輸空間多元化，則 $M$ 為1（單一天線）。天線陳列34在空間上分離，因此它們接收到的信號之間可獲得低度相關。對於基地台發射器角度在1至10度範圍內的使用而言，天線的間隔最好為數個波長，如4個波長。用於使用者設備(UE)接收器時，由於角度大，故天線之間可使用較小間隔，如半個波長。根據個別實例，空間間隔可有其他值。

如圖2所示，對於一多碼傳輸的較佳實例，由 $M$ 個天線34傳輸的資料向量 $\underline{d}$ 可藉由一多碼向量編碼器26進行編碼。對於 $Q$ 個展開碼(spreading code)  $C_1$ 至 $C_Q$ 中的每一展開碼，在其進行擴展前將資料分成 $M$ 個單獨的資料流 $d_{1,1}$ 至 $d_{M,Q}$ 。所得到的資料流總數為 $M \cdot Q$ 。為說明 $C_1$ ，則需產生資料流 $d_{1,1}$ 至 $d_{m,1}$ 。 $M$ 個資料流中的每一資料流均係與一天線34相關連。

相對於每一展開碼，使用一相應的展開裝置 $28_1$ 至 $28_Q$  (28)，如一混合器，使資料流藉由其展開碼得以拓展。將與相同天線34關連的展開資料流輸入一組合器 $30_1$ 至 $30_M$  (30)，如一加法器，其與 $M$ 個天線34的第34個天線關連，並產生 $M$ 個展開資料向量 $\underline{s}_1$ 至 $\underline{s}_M$ 。藉由調變器 $32_1$ 至 $32_M$  (32)將每一組合的展開資料向量 $\underline{s}_1$ 至 $\underline{s}_M$ 轉換成射頻，並藉由其關連天線34通過無線空中介面24發射該展開資料向量。

如圖2所示的多碼接收器之較佳具體實施例係根據一對發射與接收天線，係在所有的多碼傳輸經歷相同的頻道回應時予以使用。這通常在下行鏈路中發生。而在上行鏈路中，當多個使用者進行傳輸時，可使用圖2的接收器22來

(4)

處理單一使用者的傳輸。其他的使用者傳輸則視為雜訊。

在接收器 22 處， $N$  個接收天線  $36_1$  至  $36_N$  中的每一天線將每一發射天線所發射的信號作為一組合接收信號予以接收。如果未使用接收空間多元化，則  $N$  為 1 (單一天線)。  $N$  最好等於或大於  $M$ 。解調器  $38_1$  至  $38_N$  (38) 將所接收到的每一天線信號解調至基頻。藉由取樣裝置  $40_1$  至  $40_N$  (40) 對每一解調信號進行取樣，如以傳輸速率或傳輸速率的倍數進行取樣，以產生每一天線 36 的一接收向量  $\mathbf{r}_1$  至  $\mathbf{r}_N$ 。組合的接收向量  $\mathbf{r}$  包含  $\mathbf{r}_1$  至  $\mathbf{r}_N$ 。

將組合的接收向量  $\mathbf{r}$  輸入一 MIMO 頻道等化裝置 44。將一導流序列 (training sequence) 信號  $\mathbf{r}'$  輸入一頻道估測裝置 44。頻道估測裝置 42 估測每一對接收及發射天線組合的頻道回應。對於接收天線 36 的第  $i$  個接收天線及發射天線 34 的第  $j$  個發射天線，第  $k$  個瞬時的頻道回應為  $h_{ij}(k)$ 。在第  $k$  個瞬時的所有天線組合的總頻道回應係根據等式 1A 求解。

$$H(k) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(k) & \cdots & h_{1,M}(k) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N,1}(k) & \cdots & h_{N,M}(k) \end{bmatrix}$$

等式 1A

總頻道回應係根據等式 1B 求解。

$$H = \begin{bmatrix} H(0) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ H(1) & H(0) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ H(2) & H(1) & H(0) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ H(L-1) & H(L-2) & H(L-3) & \cdots & \cdots & H(0) & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & H(L-1) & \cdots & \cdots & \cdots & H(0) \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & H(L-1) & \cdots & \cdots & H(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & H(L-1) \end{bmatrix}$$

等式 1B



(5)

將總頻道回應  $H$  傳送到 MIMO 頻道等化裝置 44。MIMO 頻道等化裝置 44 使用該頻道回應矩陣  $H$  並使接收向量  $r$  等化以補償通過無線空間介面 24 造成的頻道失真，並產生一展開資料向量  $s$ 。藉由一展開向量重排裝置 46，將展開資料向量  $s$  進行重排，使每一發射天線的展開資料向量  $s_1$  至  $s_M$  得以還原。藉由一解拓裝置 48 用展開碼  $C_1$  至  $C_Q$  將每一發射天線的展開資料向量  $s_1$  至  $s_M$  解拓，以估測  $M$  個編碼資料流中每一資料流相對於每一天線的資料  $d_{1,1}$  至  $d_{M,Q}$ 。一解拓資料流解碼器 50 將資料流  $d_{1,1}$  至  $d_{M,Q}$  合併以還原至原始資料向量  $d$ 。

由於空間多元化，藉由一對特別的發射/接收天線組合傳輸的每一訊號與其他發射/接收天線組合相比，需經過一不同的多路徑環境。藉由對所有接收天線  $36_1$  至  $36_N$  接收到的多路徑成份進行處理，可大大增強該系統的容量及資料的最大傳輸速率。

圖 3A 係 MIMO 頻道等化裝置 44 之具體實施例，而圖 3B 係 MIMO 頻道等化的一項具體實施例之流程圖。也可使用 MIMO 頻道等化裝置的其他具體實施例，如 Cholesky 分解 (Cholesky decomposition) 或近似 Cholesky 分解。每對天線的頻道脈衝回應所接收之取樣係根據等式 2 求解。

$$h_{i,j}(k), \text{ 其中 } k = 0, \dots, L-1$$

等式 2

$i$  係第  $i$  個接收天線。 $j$  係第  $j$  個發射天線。 $k$  係長度為  $L$  的脈衝回應的第  $k$  個取樣。第  $k$  個取樣的所有接收及發射天線對的頻道脈衝回應係根據等式 3 求解。

(6)

新型說明書續頁

$$H(k) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(k) & \cdots & h_{1,M}(k) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N,1}(k) & \cdots & h_{N,M}(k) \end{bmatrix}$$

等式 3

傳輸的展開資料向量  $\underline{s}$  有  $N_s \cdot M$  維的向量  $s(k)$ 。 $N_s$  係傳輸的資料符號的數目。總接收向量  $\underline{r}$  有  $N$  維的  $N_s + L - 2$  個接收向量，並係根據等式 4 求解。

$$\begin{bmatrix} \underline{r}(0) \\ \underline{r}(1) \\ \underline{r}(2) \\ \vdots \\ \underline{r}(N_s + L - 2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H(0) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ H(1) & H(0) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ H(2) & H(1) & H(0) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ H(L-1) & H(L-2) & H(L-3) & \cdots & \cdots & H(0) & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & H(L-1) & \cdots & \cdots & \cdots & H(0) \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & H(L-1) & \cdots & \cdots & H(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & H(L-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{s}(0) \\ \underline{s}(1) \\ \underline{s}(2) \\ \vdots \\ \underline{s}(L-1) \\ \vdots \\ \underline{s}(N_s - 1) \end{bmatrix} + \underline{w}$$

等式 4

$\underline{w}$  為雜訊向量。或者，等式 4 也可寫成等式 5。

$$\underline{r} = H_s + \underline{w}$$

等式 5

向量  $\underline{r}$  及  $\underline{w}$  的長度為  $(N_s + L - 1) \cdot N$ 。向量  $\underline{s}$  的長度為  $N_s M$ ，且  $H$  係一  $(N_s + L - 1) \cdot N$  乘  $N_s \cdot M$  矩陣。

如等式 4 所示， $H$  矩陣為一近似塊循環 (block circulant) 矩陣。為了使該  $H$  矩陣更接近於塊循環，將  $L-1$  區塊行加到該  $H$  矩陣，得到一擴展的  $H$  矩陣，並將相應數目的零加到  $\underline{s}$  向量，得到一擴展的  $\underline{s}$  向量。根據  $H$  矩陣的塊循環結構加入  $L-1$  行區塊。將  $H$  矩陣及  $\underline{s}$  向量進行擴展，擴展後的  $H$  矩陣的維數為  $(N_s + L - 1) \cdot N$  乘  $(N_s + L - 1) \cdot M$ ，且  $\underline{s}$  的長度為  $(N_s + L - 1) \cdot M$ 。

為簡寫之便，用  $D$  代表  $N_s + L - 1$ ，因此  $D = N_s + L - 1$ 。用  $N$  乘  $M$  大小的區塊將  $DN$  乘  $DM$  大小的擴展  $H$  矩陣加以分解，

(7)

根據等式 6 求解。

$$H_{(N,M)} = F_{(N)}^{-1} \Lambda_{(N,M)} F_{(M)}$$

等式 6

$F_{(N)}$  係用一  $N$  乘  $N$  大小的區塊執行一區塊傅立葉轉換 (Fourier transform)； $F_{(M)}$  係用一  $M$  乘  $M$  大小的區塊執行一區塊傅立葉轉換。 $F_{(N)}$  根據等式 7 求解。

$$F_{(N)} = F \otimes I_N$$

等式 7

$\otimes$  係 Kronecker 乘積操作，而  $I_N$  則係一  $N$  乘  $N$  恆等矩陣 (identity matrix)。

$F_{(M)}$  係根據等式 8 求解。

$$F_{(M)} = F \otimes I_M$$

等式 8

$I_M$  係一  $M$  乘  $M$  恆等矩陣。

區塊對角矩陣 (block-diagonal matrix)  $\Lambda_{(N,M)}$  最好係由  $H$  矩陣的第一區塊行以一區塊傅立葉轉換而得，(進行置換後) 也可用另一行，步驟 84。一區塊傅立葉轉換裝置 62 對  $H$  矩陣的一區塊行執行一區塊轉換以產生  $\Lambda_{(N,M)}$ 。 $\Lambda_{(N,M)}$  最好根據等式 9 求解。

$$\text{diag}_{(N,M)}(\Lambda_{(N,M)}) = F_{(N)} H_{(N,M)}(:, 1:M)$$

等式 9

$\text{diag}_{(N,M)}(\Lambda_{(N,M)})$  係  $\Lambda_{(N,M)}$  的區塊對角。 $(:, 1:M)$  代表寬度為  $M$  的第一區塊行。 $\Lambda_{(N,M)}$  係藉由  $H$  矩陣的一單一區塊行解得，該  $H$  矩陣可近似為一塊循環矩陣。

將等式 6 代入等式 2，得到等式 10 的結果。

$$\Lambda_{(N,M)} F_{(M)} \underline{s} = F_{(N)} \underline{r}$$

等式 10

為解  $\underline{s}$ ，首先根據等式 11 決定一向量  $\underline{x}$ ，步驟 86。

$$\underline{x} = F_{(N)} \underline{r}$$

等式 11

$\underline{x}$  最好係藉由長度為  $D$  的一  $N$  非區塊離散傅立葉轉換來決定。一區塊傅立葉轉換裝置 64 對  $\underline{r}$  執行區塊轉換而得到  $\underline{x}$ 。

接著，根據等式 12 決定一向量  $\underline{y}$ ，步驟 88。

$$\Lambda_{(N,M)} \underline{y} = \underline{x}$$

等式 12

用一  $\underline{y}$  決定裝置 66 得到  $\underline{y}$ 。

由於  $\Lambda_{(N,M)}$  係一塊循環矩陣， $\underline{y}$  最好係按照區塊接區塊的方式藉由求解較小的等式系統  $D$  來決定，如根據等式 13 求解。

$$\Lambda_{(N,M)}^i \underline{y}_i = \underline{x}_i \quad i=1, \dots, D$$

等式 13

$\Lambda_{(N,M)}^i$  係  $\Lambda_{(N,M)}$  的第  $i$  個區塊。 $\underline{y}_i$  係第  $i$  個  $M$  乘 1 子向量  $\underline{y}$ 。 $\underline{x}_i$  係第  $i$  個  $N$  乘 1 子向量  $\underline{x}$ 。

由於  $\Lambda_{(N,M)}^i$  係開放結構，解等式 13 的一個方法為對等式 14 進行 Cholesky 分解並前向代入或反向代入 (forward and backward substitution)，也可使用其他方法。

$$(\Lambda_{(N,M)}^i)^H \Lambda_{(N,M)}^i$$

等式 14

如果接收天線  $N$  的數量等於發射天線的數量，則  $\Lambda_{(N,M)}^i$  係一正方矩陣，且  $\underline{y}$  可藉由將  $\Lambda_{(N,M)}^i$  逆反決定。對於數值小

(9)

的  $N$ ，執行矩陣反轉 (matrix inversion) 比 Cholesky 分解更為有效。

根據等式 15 求解向量  $\underline{s}$ ，步驟 90。

$$\underline{s} = F_{(M)}^{-1} \underline{y}$$

等式 15

使用一區塊反傅立葉轉換裝置 68 得到  $\underline{s}$ 。用等式 15 解  $\underline{s}$  的一個方法，係藉由執行維數為  $D$  的  $M$  個非區塊離散傅立葉轉換，也可使用其他方法。

圖 4A 係 MIMO 頻道等化裝置 44B 的另一項具體實施例，而圖 4B 則係 MIMO 頻道等化的一項具體實施例之流程圖。為決定  $\underline{s}$ ，在等式 2 的兩邊乘上  $H^H$ ，根據等式 16 求解。

$$H^H \underline{r} = R \underline{s} + H^H \underline{w} = R \underline{s} + \underline{n}$$

等式 16

$(\cdot)^H$  係共軛轉置 (conjugate transpose) 操作。 $\underline{n}$  為經等化的雜訊向量。 $R$  為頻道交互相關矩陣，且其藉由一  $R$  決定裝置 70 使用矩陣  $H$  來決定，步驟 92。要得到一零強制 (zero forcing) 解， $R$  係根據等式 17 求解。

$$R = H^H H$$

等式 17

要得到一最小均方誤差 (minimum mean square errors ; MMSE) 的解， $R$  係根據等式 18 求解。

$$R = H^H H + \sigma^2 I$$

等式 18

$\sigma^2$  為雜訊向量  $\underline{w}$  的變異數，而  $I$  則為一恆等矩陣。

頻道交互相關矩陣  $R$  有一如等式 19 之結構。

(10)

$$R = \begin{bmatrix} R_0 & R_1 & R_2 & R_3 & \cdots & R_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_1^H & R_0 & R_1 & R_2 & R_3 & \cdots & R_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_2^H & R_1^H & R_0 & R_1 & R_2 & R_3 & \cdots & R_{L-1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_3^H & R_2^H & R_1^H & R_0 & R_1 & R_2 & R_3 & \cdots & R_{L-1} & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & R_3^H & R_2^H & R_1^H & R_0 & R_1 & R_2 & R_3 & \cdots & R_{L-1} & 0 & 0 \\ R_{L-1}^H & \vdots & R_3^H & R_2^H & R_1^H & R_0 & R_1 & R_2 & R_3 & \cdots & R_{L-1} & 0 \\ 0 & R_{L-1}^H & \vdots & R_3^H & R_2^H & R_1^H & R_0 & R_1 & R_2 & R_3 & \cdots & R_{L-1} \\ 0 & 0 & R_{L-1}^H & \vdots & R_3^H & R_2^H & R_1^H & R_0 & R_1 & R_2 & R_3 & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & R_{L-1}^H & \vdots & R_3^H & R_2^H & R_1^H & R_0 & R_1 & R_2 & R_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{L-1}^H & \vdots & R_3^H & R_2^H & R_1^H & R_0 & R_1 & R_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{L-1}^H & \vdots & R_3^H & R_2^H & R_1^H & R_0 & R_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{L-1}^H & \vdots & R_3^H & R_2^H & R_1^H & R_0 \end{bmatrix}$$

等式 19

如上所述，將 L-1 行加到 H 矩陣後，可得到一接近於 R 矩陣的區塊循環矩陣，被稱作拓展 R 矩陣。該拓展 R 矩陣的維數為 DM 乘 DM。

使用該拓展 R 矩陣，根據等式 20 決定  $\underline{s}$ 。

$$H^H \underline{r} = R \underline{s} \quad \text{等式 20}$$

由於  $H^H$  近似於 R 且為區塊循環矩陣，R 根據等式 21 進行分解。

$$R = F_{(M)}^{-1} \Lambda_{(M,M)}^R F_{(M)} \quad \text{等式 21}$$

$\Lambda_{(N,M)}^R$  最好係 R 矩陣的第一區塊行根據等式 22 所得，(經置換後)也可使用另一行，步驟 94。

$$\text{diag}_{(M,M)}(\Lambda_{(M,M)}^R) = F_{(M)} R_{(M,M)}(:,1:M) \quad \text{等式 22}$$

$\text{diag}_{(M,M)}(\Lambda_{(M,M)}^R)$  係  $\Lambda_{(M,M)}^R$  的區塊對角。用一區塊傅立葉轉換裝置 72 對 R 矩陣的一區塊行執行區塊傅立葉轉換來解  $\Lambda_{(M,M)}^R$ 。

(11)

$H^H$ 係根據等式 23 進行分解。

$$H^H = F_{(M)}^{-1} \Lambda_{(M,N)}^H F_{(N)}$$

等式 23

$\Lambda_{(M,N)}^H$ 最好係由  $H^H$  矩陣的第一區塊行根據等式 24 來決定，(經置換後)也可使用另一區塊行，步驟 96。

$$\text{diag}_{(M,N)}(\Lambda_{(M,N)}^H) = F_{(M)} H_{(M,N)}^H(:, 1:N)$$

等式 24

$\text{diag}_{(M,N)}(\Lambda_{(M,N)}^H)$ 係  $\Lambda_{(M,N)}^H$ 的區塊對角。

用一區塊傅立葉轉換裝置 74 對  $H^H$  矩陣的一區塊行執行區塊傅立葉轉換來決定  $\Lambda_{(M,N)}^H$ 。

將等式 21 及 23 代入等式 20，得到等式 25 的結果。

$$\Lambda_{(M,N)}^H F_{(N)} \underline{r} = \Lambda_{(M,M)}^R F_{(M)} \underline{s}$$

等式 25

解  $\underline{s}$ ，得到等式 26 的結果。

$$\underline{s} = F_{(M)}^{-1} (\Lambda_{(M,M)}^R)^{-1} \Lambda_{(M,N)}^H F_{(N)} \underline{r}$$

等式 26

求解  $\underline{s}$  最好經過四個步驟來完成。首先，根據等式 27 求解  $\underline{x}$ ，步驟 98。

$$\underline{x} = F_{(N)} \underline{r}$$

等式 27

最好藉由長度為 D 的一 N 非區塊傅立葉轉換來執行區塊傅立葉轉換。一區塊傅立葉轉換裝置 76 對  $\underline{r}$  執行區塊傅立葉轉換求解  $\underline{x}$ 。

第二步，根據等式 28 求解  $\underline{y}$ ，步驟 100。

$$\underline{y} = \Lambda_{(M,N)}^H \underline{x}$$

等式 28

$\underline{y}$  決定裝置 78 用  $\Lambda_{(M,N)}^H$  及  $\underline{x}$  求解  $\underline{y}$ 。

(12)

第三步，根據等式 29 求解  $\underline{z}$ ，步驟 102。

$$\Lambda_{(M,M)}^R \underline{z} = \underline{y}$$

等式 29

$\underline{z}$  決定裝置 80 用  $\Lambda_{(M,M)}^R$  及  $\underline{y}$  來求解  $\underline{z}$ 。

由於  $\Lambda_{(M,M)}^R$  係一區塊對角矩陣，最好使用較小的 D 系統根據等式 30 來求解等式 29。

$$(\Lambda_{(M,M)}^R)^i \underline{z}_i = \underline{y}_i \quad i=1, \dots, D$$

等式 30

$(\Lambda_{(M,M)}^R)^i$  係  $\Lambda_{(N,M)}^R$  的第  $i$  個區塊。 $\underline{z}_i$  係第  $i$  個  $M$  乘  $1$  子向量  $\underline{z}$ 。  
 $\underline{y}_i$  係第  $i$  個  $M$  乘  $1$  子向量  $\underline{y}$ 。

由於  $(\Lambda_{(M,M)}^R)^i$  係開放結構，解  $(\Lambda_{(M,M)}^R)^i$  的一個方法為對  $((\Lambda_{(N,M)}^R)^i)^H (\Lambda_{(M,M)}^R)^i$  進行 Cholesky 分解並前向代入或反向代入，也可使用其他方法。

第四步，根據等式 31 執行維數為  $D$  的  $M$  非區塊反離散傅立葉轉換來求解  $\underline{s}$ ，步驟 104。

$$\underline{s} = F_{(M)}^{-1} \underline{z}$$

等式 31

用一區塊反傅立葉轉換裝置 82 對  $\underline{z}$  執行一反區塊轉換以解  $\underline{s}$ 。

在另一項具體實施例中，所估測的展開資料向量  $\underline{s}$  將資料還原，藉由展開向量排列裝置將展開資料向量  $\underline{s}$  分成  $M$  個傳輸資料流  $\underline{s}_m$ ，其中  $m = 1, \dots, M$ 。該展開資料向量  $\underline{s}$  係將資料流向量  $\underline{s}_m$  連接的結果，並藉由相同的傳輸間隔分組而進行重排，根據等式 32 求解。



(13)

$$\underline{s} = \begin{bmatrix} s_{1,1} \\ \vdots \\ s_{M,1} \\ \vdots \\ s_{1,N_c} \\ \vdots \\ s_{M,N_c} \end{bmatrix}$$

等式 32

$s_{mj}$  降低第  $m$  個資料流的第  $j$  個傳輸間隔。

為還原展開資料向量流  $\underline{s}_m$  的每一向量，根據等式 33 將估測的展開資料向量  $\underline{s}$  的傳輸進行重排，得到重排的  $\underline{s}_{REORDERED}$ 。

$$\underline{s}_{REORDERED} = \begin{bmatrix} s_{1,1} \\ \vdots \\ s_{1,N_c} \\ \vdots \\ s_{M,1} \\ \vdots \\ s_{M,N_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_M \end{bmatrix}$$

等式 33

藉由解拓裝置 48 用相應的展開碼  $C_1$  至  $C_Q$  將此等資料流展開資料向量  $\underline{s}_m$  中的每一向量進行解拓，以估測資料流的符號。藉由解拓資料流解碼器 50 將每一資料流的估測符號進行解碼以還原成原始資料  $\underline{d}$ 。

圖式代表符號說明

10	發射器
12	天線陣列
12 <sub>1</sub> -12 <sub>M</sub>	發射天線
14	無線空中介面
16	天線陣列
16 <sub>1</sub> -16 <sub>N</sub>	接收天線

(14)

18	接收器
20	發射器
22	接收器
24	無線空中介面
26	多碼向量編碼器
28(28 <sub>1</sub> -28 <sub>Q</sub> )	展開裝置
30(30 <sub>1</sub> -30 <sub>M</sub> )	組合器
32(32 <sub>1</sub> -32 <sub>M</sub> )	調變器
34(34 <sub>1</sub> -34 <sub>M</sub> )	M個(發射)天線
36(36 <sub>1</sub> -36 <sub>N</sub> )	N個接收天線
38(38 <sub>1</sub> -38 <sub>N</sub> )	解調器
40(40 <sub>1</sub> -40 <sub>N</sub> )	取樣裝置
42	頻道估測裝置
44(44A、44B)	MIMO頻道等化裝置
46	展開向量重排裝置
48	解拓裝置
50	解拓資料流解碼器
60	解拓資料流解碼器
62	區塊傅立葉轉換裝置
64	區塊傅立葉轉換裝置
66	Y決定裝置
68	區塊反傅立葉轉換裝置
70	R決定裝置
72	區塊傅立葉轉換裝置
74	區塊傅立葉轉換裝置

(15)

新型說明書續頁

76	區塊傅立葉轉換裝置
78	y決定裝置
80	z決定裝置
82	區塊反傅立葉轉換裝置

93. 1. 13 年 月 日	修正 補充
--------------------	----------

## 玖、申請專利範圍

### 1. 一種使用者設備，其包括：

複數個接收天線，其用以在一單一地點接收由複數個發射天線發送的信號；

複數個解調裝置，其分別與該複數個接收天線耦合，用以對所接收到的該等信號進行解調；

複數個取樣裝置，其分別與該複數個解調裝置耦合，當藉由該複數個接收天線之一接收信號後，該等取樣裝置皆個別對該等接收信號的一接收版本進行取樣以產生一組合接收信號；

一頻道估測裝置，其與該複數個取樣裝置耦合，用以決定每一接收及發射天線組合的一頻道回應，並產生一總頻道回應；

一多輸入或多輸出（multiple input or multiple output，MIMO）頻道等化裝置，其與該複數個取樣裝置及該頻道估測裝置耦合，用以處理該等組合接收信號及該總頻道回應，以產生一展開資料向量；以及

一解拓裝置，用以將該展開資料向量進行解拓以還原所接收該等信號的資料。

### 2. 如申請專利範圍第1項之使用者設備，其中該MIMO頻道等化裝置包括：

一第一區塊傅立葉轉換裝置，用以處理該總頻道回應的一區塊行，以提供一對角矩陣；

一第二區塊傅立葉轉換裝置，用以處理該組合接收

信號，以對該組合接收信號執行一區塊傅立葉轉換；  
以及

一處理裝置，其使用該對角矩陣及該組合接收信號的該區塊傅立葉轉換，以產生該展開資料向量之一傅立葉轉換；以及

一反區塊傅立葉轉換裝置，用以對該展開資料向量的該傅立葉轉換執行一反區塊傅立葉轉換。

3. 如申請專利範圍第1項之使用者設備，其進一步包括一展開向量重排裝置，用以重排該展開資料向量，從而使每一發射天線所傳輸之分散資料再度歸為一組。
4. 如申請專利範圍第1項之使用者設備，進一步包括一解拓資料流解碼器，其用以對該解拓裝置所還原的資料進行解碼。
5. 如申請專利範圍第1項之使用者設備，其中該MIMO頻道等化裝置包括：

一跨頻道相關決定裝置，其使用該總頻道回應產生一跨頻道相關矩陣；

一第一區塊傅立葉轉換裝置，其處理該跨頻道相關矩陣的一區塊行，以產生一交互相關對角矩陣；

一第二區塊傅立葉轉換裝置，其處理該總頻道回應矩陣的一區塊行，以產生一頻道回應對角矩陣；

一第三區塊傅立葉轉換裝置，其處理該組合接收信號，以對該組合接收信號執行一區塊傅立葉轉換；

一合併裝置，其將該頻道回應對角矩陣與該組合接收信號的該區塊傅立葉轉換合併，以產生一組合結果；

一處理裝置，其使用該交互相關對角矩陣及該組合結果，以產生該展開資料向量之一傅立葉轉換；以及

一區塊反傅立葉轉換裝置，其用以處理該展開資料向量的該傅立葉轉換，以產生該展開資料向量。

## 拾壹、圖式

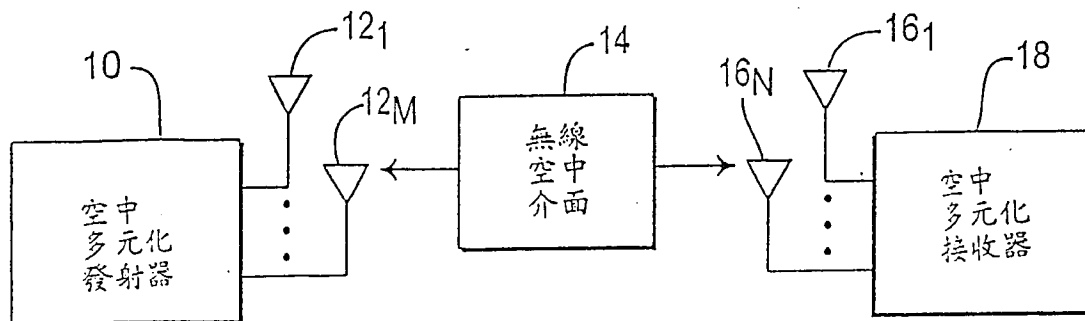


圖 1

## MIMO 頻道等化裝置 44A

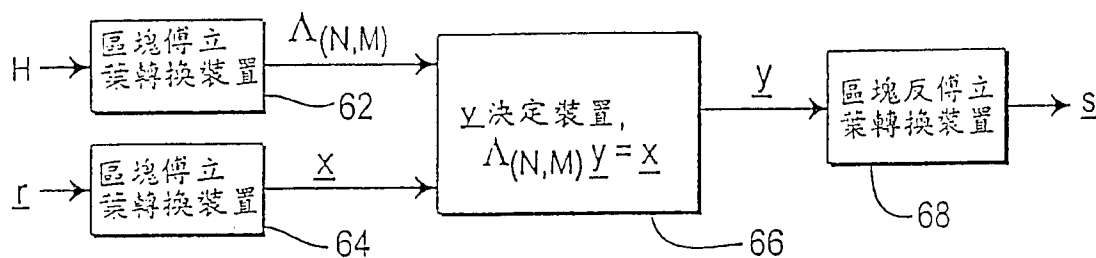


圖 3A

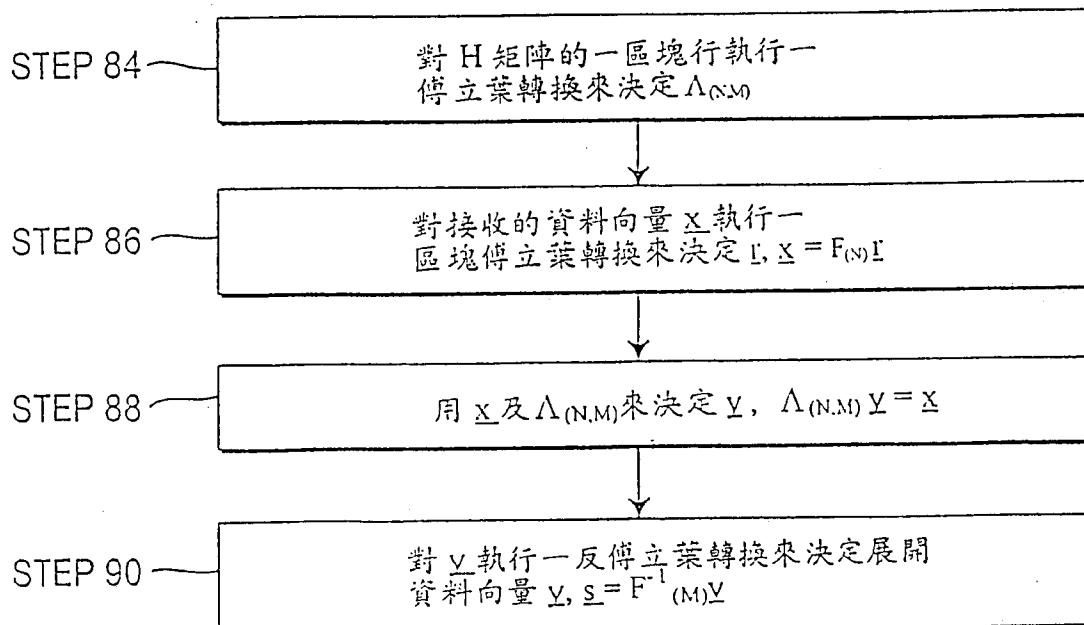


圖 3B

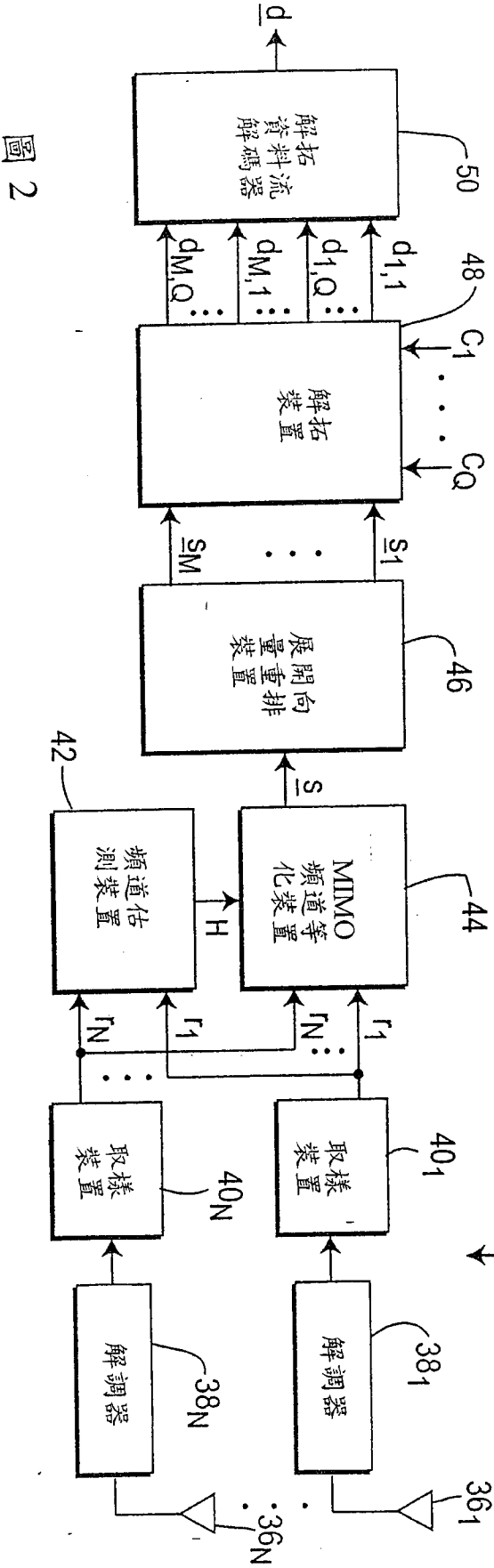
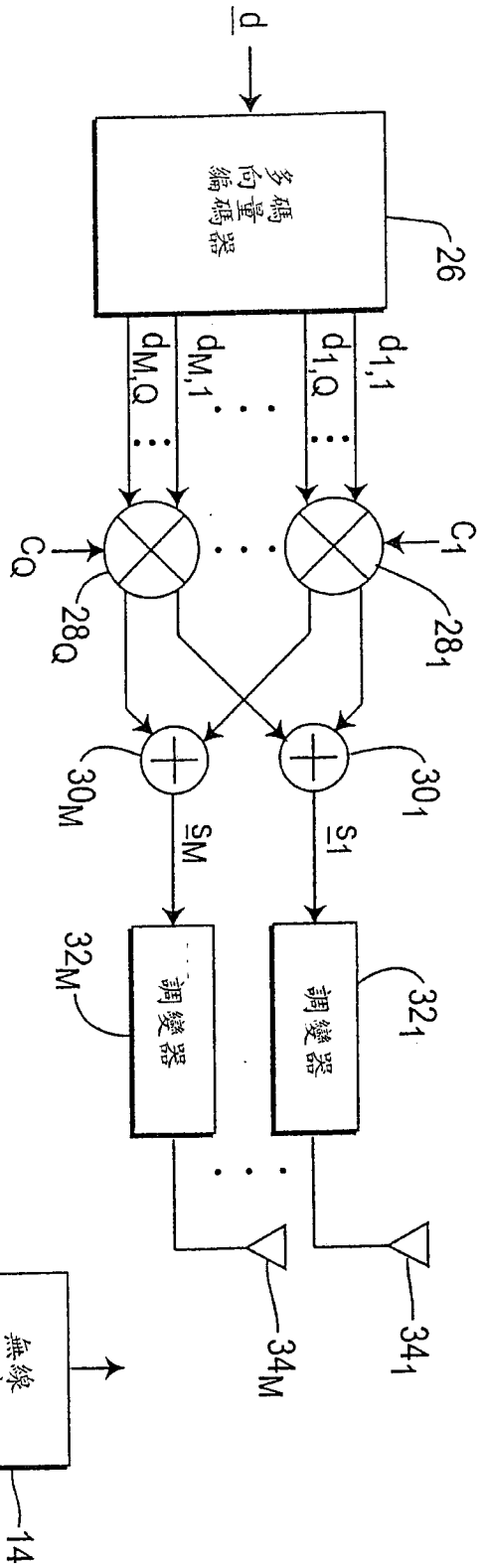


圖 2



